

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2003年 2月 6日
Date of Application:

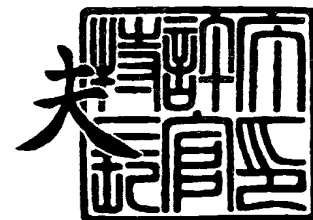
出 願 番 号 特願2003-029992
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP2003-029992]

出 願 人 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
Applicant(s):

2003年10月28日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH140581

【提出日】 平成15年 2月 6日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
 ・ テイ・テイ・ドコモ内

 【氏名】 鈴木 恭宜

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
 ・ テイ・テイ・ドコモ内

 【氏名】 水田 信治

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
 ・ テイ・テイ・ドコモ内

 【氏名】 廣田 哲夫

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
 ・ テイ・テイ・ドコモ内

 【氏名】 山尾 泰

【特許出願人】

 【識別番号】 392026693

 【氏名又は名称】 株式会社エヌ・テイ・テイ・ドコモ

【代理人】

 【識別番号】 100066153

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【弁理士】

【氏名又は名称】 稲垣 稔

【選任した代理人】

【識別番号】 100114133

【弁理士】

【氏名又は名称】 横田 芳信

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0205124

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 線形電力増幅器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するデジタルプリディストータと、

上記デジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するデジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力から歪成分信号を抽出する歪信号成分抽出部と、

上記抽出された歪信号成分をダウンコンバートする周波数ダウンコンバート部と、

ダウンコンバートされた上記歪成分信号から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含み、

上記デジタルプリディストータは、上記デジタル送信信号が分配してそれぞれ与えられる線形伝達経路と少なくとも 1 つの歪発生経路と、

上記歪発生経路に設けられべき級数モデルにより奇数次歪を発生する歪発生器と、

上記歪発生器の入力側に設けられ、上記送信信号の周波数特性を補償する周波数特性補償器と、

上記歪発生器が発生した奇数次歪の振幅と位相を調整する可変利得器と可変位相器と、

上記線形伝達経路に設けられた遅延器と、

上記線形伝達経路の出力と上記歪発生経路の出力を合成し、上記前置歪付加信号を出力する合成器、

とを含み、上記制御部は、上記奇数次歪成分に基づいて上記周波数特性補償器の

周波数特性を制御する周波数特性制御器を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の線形電力増幅器において、上記歪発生器の出力側に第 2 の周波数特性補償器が設けられ、上記制御部は、上記検出した歪成分に基づいて上記第 1 及び第 2 の周波数特性補償器の周波数特性を制御することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 3】 請求項 1 に記載の線形電力増幅器において、上記歪発生経路は、複数の奇数次ごとに設けられていることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 4】 請求項 1 又は 2 に記載の線形電力増幅器において、上記送信信号と異なる帯域のパイロット信号を発生し、上記デジタルプリディストータに与えるパイロット信号発生器が設けられ、上記歪信号成分抽出部は上記パイロット信号の歪成分を上記歪信号成分として抽出し、上記制御部は上記パイロット信号の奇数次歪成分を上記奇数次歪成分として検出することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 5】 請求項 1 又は 2 に記載の線形電力増幅器は更に、
パイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、
上記デジタルプリディストータと同じ構成を有し、上記パイロット信号が入力されるもう 1 つのデジタルプリディストータと、
上記もう 1 つのデジタルプリディストータの出力をアナログ信号に変換するもう 1 つのデジタルアナログ変換器と、
上記もう 1 つのデジタルアナログ変換器の出力を上記送信信号とは異なる帯域に周波数変換するもう 1 つの周波数アップコンバート部と、
上記デジタルアナログ変換器の出力と上記もう 1 つの周波数アップコンバート部の出力を合成し上記周波数アップコンバート部に与える合成器、
とを含み、上記歪信号成分抽出器は、上記パイロット信号の奇数次歪成分を上記奇数次歪成分として抽出することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 6】 請求項 4 又は 5 に記載の線形電力増幅器において、上記パイロット信号は、異なる周波数で等レベルの 2 つのトーン信号を合成したものであることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 7】 請求項 4 又は 5 に記載の線形電力増幅器において、上記パイロット信号は、上記送信信号よりも狭帯域の変調波であることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 8】 請求項 1 又は 2 に記載の線形電力増幅器において、上記周波数特性補償器は、FIR フィルタで構成されていることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 9】 請求項 1 又は 2 に記載の線形電力増幅器において、上記周波数特性補償器は上記奇数次歪をフーリエ変換する FFT と、その変換出力のそれぞれの成分に上記制御部から与えられた係数を乗算する係数乗算器と、その乗算結果を逆フーリエ変換し、周波数特性の補償された上記奇数次歪を出力する IFFT とから構成されていることを特徴とする線形電力増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば無線通信送信機に使用される線形電力増幅器に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

電力増幅器の歪補償方法のひとつにプリディストーション法が知られている。プリディストーション法は、電力増幅器出力で発生する相互変調歪成分を打ち消すように入力信号にあらかじめ相互変調歪成分を付加することによって、電力増幅器で発生する相互変調歪成分を相殺する。変調信号に対して良好な歪補償を行うためには、プリディストータで発生した相互変調歪成分の利得と位相をなるべく平坦な周波数特性を実現する必要がある。従来のプリディストータにおいて、主信号経路と歪信号経路との経路差を小さくする方法(特許文献 1)、入力信号線路側に位相イコライザを入れる方法(特許文献 2)がある。

【0 0 0 3】

【特許文献 1】

特開平 11-17462 号

【特許文献 2】

特開平7-7333号

【特許文献3】

特開平10-327209号

【特許文献4】

P.Kennington, UK Patent Application, GB2,335,812A, "Linearizing an amplifier using a feedback controlled predistorter", 1999.09.29

【非特許文献1】

J.A.Higgins and R.L.Kuvas, "Analysis and improvement of intermodulation distortion in GaAs power FET's", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-28, No.1, pp.9-17, Jan. 1980

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、増幅する周波数帯域が広くなるにつれて、図1のように電力増幅器の発生する相互変調歪成分の利得特性および位相特性の周波数依存性が顕著になる。この依存性のため、プリディストータで発生させた相互変調歪成分の振幅特性および位相特性を平坦にしても、増幅する周波数帯域にわたって電力増幅器で発生する相互変調歪成分を平坦化できない。高い歪補償量を達成するために、プリディストータの相互変調歪成分の振幅特性及び位相特性は、電力増幅器の利得特性および位相特性の周波数特性を平坦化するように設定する必要がある。

【0005】

プリディストータで発生させる相互変調歪成分の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させる方法には、特許文献3によるイコライザを用いる方法がある。ところが、この方法はプリディストータを制御する帰還系統の周波数特性を均一化するものであり、電力増幅器における周波数対利得特性および周波数対位相特性を考慮したものではない。高い歪補償量が達成されたとしても、温度変化や経年変化による電力増幅器の相互変調歪特性変化により、高い歪補償量が維持できない可能性がある。このため、高精度な歪補償を保つための制御方法が必要となる。

【0006】

本発明は、こうした問題に鑑みなされたものであり、電力増幅器の発生する相互変調歪成分の利得特性および位相特性の周波数依存性を平坦化するようにプリディストータで発生させた相互変調歪成分の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を補償することができ、かつ、温度変化及び経年変化に対しても補償可能な線形電力増幅器を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】

この発明による線形電力増幅器は、

デジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するデジタルプリディストータと、

上記デジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するデジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力から歪成分信号を抽出する歪信号成分抽出部と、

上記抽出された歪信号成分をダウンコンバートする周波数ダウンコンバート部と、

ダウンコンバートされた上記歪成分信号から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御する制御部、

とを含み、

上記デジタルプリディストータは、上記デジタル送信信号が分配してそれぞれ与えられる線形伝達経路と少なくとも1つの歪発生経路と、

上記歪発生経路に設けられ、べき級数モデルにより奇数次歪を発生する歪発生器と、

上記歪発生器の入力側に設けられ、上記送信信号の周波数特性を補償する周波数特性補償器と、

上記歪発生器が発生した奇数次歪の振幅と位相を調整する可変利得器と可変位

相器と、

上記線形伝達経路に設けられた遅延器と、

上記線形伝達経路の出力と上記歪発生経路の出力を合成し、上記前置歪付加信号を出力する合成器、

とを含み、上記制御部は、上記奇数次歪成分に基づいて上記周波数特性補償器の周波数特性を制御する周波数特性制御器を含むように構成される。

上記線形電力増幅器において、上記歪発生器の出力側に第2の周波数特性補償器が設けられ、上記制御部は、上記検出した歪成分に基づいて上記第1及び第2の周波数特性補償器の周波数特性を制御するように構成してもよい。

【0008】

【発明の実施の形態】

図2に電力増幅器に使用される一般的なFET（電界効果トランジスタ）の真性領域のみ等価回路を示す。ゲート・ソース間容量 C_{gs} 、ゲート抵抗 R_g 、相互コンダクタンス G_m 、ドレインコンダクタンス G_d とする。FETにおける相互変調歪は図2の真性領域の等価回路から、 C_{gs} 、 G_m 、 G_d のべき級数形式でモデル化されている（非特許文献1）。以下に瞬時ゲート電圧 V_g 、瞬時ドレイン電圧 V_d とすれば、

$$G_m(V) = G_{m1} + G_{m2}V_g + G_{m3}V_g^2 + G_{m4}V_g^3 + G_{m5}V_g^4 + \dots \quad (1)$$

$$G_d(V) = G_{d1} + G_{d2}V_d + G_{d3}V_d^2 + G_{d4}V_d^3 + G_{d5}V_d^4 + \dots \quad (2)$$

$$C_{gs}(V) = C_{g1} + C_{g2}V_g + C_{g3}V_g^2 + C_{g4}V_g^3 + C_{g5}V_g^4 + \dots \quad (3)$$

となる。このように、FETの相互変調歪はゲートとドレインにてそれぞれ発生することがわかる。

【0009】

増幅器は図2のFETの等価回路を用いて図3に示すような回路網として表すことができる。ゲート側整合回路37Aと、FETと、ドレイン側整合回路37Bの構成となる。ここで、整合回路37A、37Bはそれぞれ別々の周波数特性を有している。このことから、増幅器の相互変調歪はゲート側整合回路37Aとドレイン側整合回路37Bの周波数特性の両方の影響を受ける。ただし、ここでの周波数特性とは、FETの動作周波数を議論するほどの広帯域ではなく、増幅器の増幅する帯域幅に限定される。

これまでにデジタル信号処理によるべき級数型プリディストータでは、FETの相互変調歪の周波数特性までは考慮されていなかった(特許文献4)。本発明では、より広帯域かつ高い歪抑圧量を達成するために、ゲート側整合回路37Aの周波数特性とドレイン側整合回路の周波数特性を別々に考慮し、相互変調歪に対する補償を行う。図3において着目することは、増幅器の入力側に与えられた信号は、ゲート側整合回路37Aの周波数特性の影響を受けてからFETの等価回路に与えられ、ここで相互変調歪が生成されることである。即ち、相互変調歪生成の原因となる入力信号がゲート側整合回路37Aの周波数特性の影響を受けていることである。従って、このようにしてFETで生成された歪の周波数特性を補償するために、べき級数型プリディストータにおいて各奇数次歪発生器の入力側に第一周波数特性補償器を設けることにより、増幅器の等価回路に適合した周波数特性の補償が可能となる。

【0010】

この第一周波数特性補償器はゲート側整合回路の周波数特性を電力増幅器出力にて補償する周波数特性を実現する。同様に、図3のドレイン側整合回路37Bの周波数特性はFETで生成された歪に対して影響を与えることになる。従って、デジタルプリディストータにおける各奇数次歪発生器の出力側に第二周波数特性補償器を設けることにより増幅器の等価回路に適合した周波数特性の補償が可能となる。ここで、ゲート側整合回路による相互変調歪の周波数特性 $T(f)$ を式(3)を用いて以下のように示す。

$$T(f)C_g(V)=T_1(f)C_{g1}+T_2(f)C_{g2}V_g+T_3(f)C_{g3}V_g^2+T_4(f)C_{g4}V_g^3+T_5(f)C_{g5}V_g^4\cdots(4)$$

本発明のデジタル信号処理型プリディストータでは、各奇数次歪発生器ごとに周波数特性を補償する必要があることが(4)式よりわかる。ドレイン側も同様である。第二周波数特性補償器も同様にドレイン側整合回路の周波数特性を電力増幅器出力にて補償する周波数特性を実現する。また、FETの相互変調歪はゲート及びドレイン側にて同時に発生しており、式(1)～(3)のそれぞれの相互変調歪の大小によって実現しうるべき級数型プリディストータの構成が異なる。本発明では、ゲート側整合回路37Aの周波数特性のみを補償する第一周波数特性補償器を設けることにより、又はゲート側整合回路37Aとドレイン側整合回路37

Bの周波数特性を補償する第一及び第二周波数特性補償器を設けることにより、デジタル信号処理型プリディストータの歪抑圧量の周波数依存性を改善する。この発明による線形電力増幅器の原理的構成を図4と図5に示す。

【0011】

図4に示すように、この発明による線形電力増幅器は、デジタル送信信号が入力されるデジタルプリディストータ20と、その出力をアナログ信号に変換するデジタルアナログ変換器31と、その変換出力を増幅する電力増幅器37と、電力増幅器37の出力から歪成分を抽出する歪成分抽出部38と、抽出された歪成分から歪を検出し、その検出した歪に基づいてデジタルプリディストータ20の係数を制御する制御部50とから構成される。デジタルプリディストータ20は線形信号経路2Lと歪発生経路2Dを有し、線形信号経路2Lにはタイミングを合わせるため遅延用メモリ21が設けられている。歪発生経路2Dには第1周波数特性補償器28が設けられ、その出力側に歪発生器22と可変位相器23と可変利得器24が設けられている。線形信号経路2Lの出力と歪発生経路2Dの出力は合成器25で合成され、デジタルアナログ変換器31に与えられる。即ち、第1周波数特性補償器28は図3におけるゲート側整合回路37Aに起因する周波数特性を補償するものである。

【0012】

制御部50は歪成分抽出部38からの歪成分から歪発生器22が発生した歪成分を検出する歪検出器51と、その検出結果に基づいて歪発生経路2Dの可変位相器23と可変利得器24を制御すると共に、第1周波数特性補償部28の周波数特性を電力増幅器37の歪に対する周波数特性の逆特性となるように設定する。

図5に示す線形電力増幅器は図4の構成に対し、更に歪発生器22の出力側に第2周波数特性補償器29を挿入し、歪発生器22で発生された奇数次歪信号に対し周波数特性を補償するものである。即ち、この補償は図3におけるドレイン側整合回路37Bに起因する周波数特性を補償するものである。

【0013】

周波数特性補償器28にて高精度歪補償を行うことができる原理を図6を参照

して説明する。図 1 に示した電力増幅器 37 の周波数特性を図 6 A とし、図 6 B に示す入力信号に対し図 6 C に示す歪 D_S を発生したとする。図 6 D のように周波数特性補償器 28 の特性を電力増幅器 37 の周波数特性 (図 6 A) と逆特性となるようにし、かつ歪発生器 22 の歪 D (図 6 F) の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を調整する。これにより、入力信号 S (図 6 B) が周波数特性補償器 28 に入力されると、その周波数特性を受け、図 6 E に示すように歪を受けた信号 SD を出力する。歪発生器 22 は信号 SD を与えられ、図 6 F に示す歪信号 D を出力する。この歪信号 D と入力信号 S を合成して (図 6 G) 電力増幅器 37 に与えることにより、電力増幅器の相互変調歪の周波数依存性を平坦化し、図 6 H に示すように歪がキャンセルされ、増幅された信号 S_A が得られる。

【0014】

第 1 実施例

図 7 に図 4 の原理的構成に基づく本発明の第 1 実施例を示す。この実施例は、デジタルプリディストータ 20 と、デジタルアナログ変換器 31 と、エリアジングカット用低域通過フィルタ 32 と、局部発振器 33 A とミキサ 33 B と帯域通過フィルタ 33 C からなるアップコンバート部 33 と、電力増幅器 37 と、歪成分抽出部 38 を構成する方向性結合器 38 A と歪成分抽出用帯域通過フィルタ 38 B と、ミキサ 41 と帯域通過フィルタ 42 と増幅器 43 とアナログデジタル変換器 44 からなる周波数ダウンコンバート部 40 と、デジタルプリディストータ用制御器 50 とからなる。

【0015】

デジタルプリディストータ用制御部 50 は 3 次、5 次及び 7 次までの構成例を示しているが、次数は構成より異なっても良い。べき級数モデルを用いたプリディストータ 20 は、送信信号の基本波成分が通過する遅延用メモリ 21 が設けられた線形信号経路と、べき級数による各奇数次の歪を発生する歪発生経路と、これらの経路の出力を合成する加算器を有する構成である。それぞれの歪発生経路には周波数特性補償器 28 A, 28 B, 28 C と、歪発生器 22 A, 22 B, 22 C と、位相調整用の可変位相器 23 A, 23 B, 23 C と、振幅調整用の可変利得器 24 A, 24 B, 24 C とが設けられている。これら歪発生経路の出力

と線形信号経路の出力は加算器 25、26、27によってすべて加算され、加算結果がデジタルプリディスタータ 20の出力としてデジタルアナログ変換器 31に与えられる。

【0016】

図7の実施例においては各第一周波数特性補償器 28をFIRフィルタ (finite impulse response フィルタ) で構成した場合を示している。FIRフィルタは一般に多段の遅延素子とそれらのタップ出力に係数を乗算し、それらの乗算結果を加算することにより入力信号と係数の畳み込み演算を行うように構成されており、このフィルタの周波数特性は、乗算器に与える係数により決定される。従って、与える係数を変化させることにより歪発生経路に分配された入力信号の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させることができる。

各奇数次歪発生器 22A、22B、22Cは第一周波数特性補償器 28A、28B、28Cにて周波数特性を畳み込みされた信号を各奇数次乗する演算処理を行う。例えば信号をXとすれば、3次歪発生器 22Aは X^3 の演算処理を実行する。

【0017】

電力増幅器 37からの出力送信信号から歪成分を方向性結合器 38Aと帯域通過フィルタ 38Bにより抽出し、周波数ダウンコンバート部 40のミキサ 41と帯域通過フィルタ 42によりダウンコンバートする。ダウンコンバートされた信号は更に増幅器 43で増幅され、アナログデジタル変換器でデジタル信号とされる。

デジタルプリディスタータ用制御器 50は、各歪検出器を構成する奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタ 51A、51B、51Cと、各奇数次歪成分に対応し、プリディスタータ 20の歪発生経路の位相と振幅を制御する制御器 52A、52B、52Cと、各奇数次の周波数特性補償器 28A、28B、28Cに対しフィルタ係数を与えるフィルタ用制御器 53A、53B、53Cより構成される。各奇数次歪成分用制御器 52A、52B、52Cはデジタルプリディスタータ 20のそれぞれに対応する歪発生器 22A、22B、22Cが発生する歪の利得及び位相を調整制御する。各奇数次用のフィルタ用制御器 53A、53B、5

3Cはそれぞれに対応する周波数特性補償器28A, 28B, 28Cを構成するFIRフィルタの乗算係数を制御する。

【0018】

奇数次の歪検出器51A, 51B, 51Cにて、奇数次歪成分である歪信号を帯域通過フィルタなどで抽出する。電力増幅器37の出力において所定の帯域外漏洩電力比を達成する歪補償量まで、検出された歪信号を用いて奇数次歪発生器22A, 22B, 22Cの出力を可変利得器24A, 24B, 24Cと可変位相器23A, 23B, 23Cで制御する。同時に、検出歪信号から電力増幅器37の周波数特性を抽出して、各奇数次の周波数特性補償器28A, 28B, 28Cを構成するFIRフィルタの乗算係数を制御する。パラメータを制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

【0019】

第2実施例

図8は図7の実施例における各周波数特性補償器28A, 28B, 28Cにファーストフーリエ変換器（以下FFTと記す）を用いた実施例を示す。周波数特性補償器28AはFFT28A1と、係数乗算器28A2と、IFFT（逆ファーストフーリエ変換器）28A3とから構成される。FFT28A1は与えられた入力信号のサンプルを所定数ごとにフーリエ変換して周波数領域のサンプルを生成する。係数乗算器28A2はこれら周波数領域サンプルにフィルタ用制御器53Aから与えられた係数を乗算することにより周波数特性を補償する。補償された周波数領域サンプルはIFFT28A3で時間領域サンプルに変換され、歪発生器22Aに与えられる。

歪成分用制御器52Aとフィルタ用制御器53Aは、3次歪の可変利得器24Aと可変位相器23Aと係数乗算器28A2の係数を、電力増幅器37の出力中の歪成分が所定値以下になるように制御する。周波数特性補償器28B, 28Cも同様の構成と動作なので説明を省略する。

【0020】

第3実施例

図9は、図5で図3を参照して説明したゲート側整合回路の周波数特性とドレ

イン側整合回路の周波数特性の両方を補償する原理的構成の具体的実施例を示す。この構成は、図7の実施例において、デジタルプリディストータ20の各歪発生器22A, 22B, 22Cの出力側に第2周波数特性補償器29A, 29B, 29Cが設けられ、フィルタ用制御器53A, 53B, 53Cによりこれらの第2周波数特性補償器29A, 29B, 29Cに対しても係数を与えてドレイン側整合回路の周波数特性を補償するように構成したものである。各第二周波数特性補償器29A, 29B, 29Cは第一周波数特性補償器と同じくFIRフィルタまたはFFTを用いた構成で実現できる。他の構成及び動作は図7の実施例と同様であり、説明を省略する。

【0021】

第4実施例

図10はこの発明の第4実施例を示す。この実施例では、図7の実施例において、歪成分の検出とそれに基づく歪発生経路の位相、振幅、周波数特性の調整を容易にするためパイロット信号を発生するパイロット信号発生器12が設けられる。ここでは、パイロット信号発生器12はパイロット信号として、周波数が互いに接近した等振幅2波のデジタルトーン信号 PL_1 , PL_2 を発生するトーン信号発生器12A, 12Bと、これら2つのトーン信号を加算し、パイロット信号として出力する加算器14により構成され、パイロット信号は送信信号と加算器15で加算してデジタルプリディストータ20に入力する。

【0022】

歪成分抽出部38においては歪成分を含むパイロット信号成分を抽出し、周波数ダウンコンバート部40に与える。ダウンコンバート部40からのパイロット信号成分（即ちトーン信号成分）はデジタルプリディストータ用制御部50においてそれぞれ帯域通過フィルタで構成された奇数次歪検出器51A, 51B, 51Cに与えられ、トーン信号の近傍に現れる奇数次の歪成分が検出される。検出された歪成分は制御器52A, 52B, 52Cに与えられ、デジタルプリディストータ20内の対応する奇数次歪発生経路の位相、振幅の制御に使用されることは前述の実施例と同様である。また、歪検出器51A, 51B, 51Cはトーン信号の下側及び上側帯域に現れる歪成分を検出してフィルタ用制御器53A

、53B、53Cに与え、これらのフィルタ用制御器は下側及び上側帯域の対応する奇数次歪成分を使用してデジタルプリディスタータ20内の周波数特性補償器28A、28B、28Cに与える係数を制御する。

【0023】

図11に第1実施例に関するパイロット信号 PL_1 、 PL_2 の注入と抽出方法についてスペクトルを用いて示す。デジタルプリディスタータ20の入力信号 X はベースバンド帯の送信信号 S と等レベル2波のトーン信号であるパイロット信号 PL_1 、 PL_2 を含んでいる。周波数 f_1 、 f_2 のパイロット信号 PL_1 、 PL_2 は、図11Aのように送信信号 S の隣接帯域に注入される。2波のパイロット信号 PL_1 、 PL_2 は送信信号 S の変調信号帯域幅と比較して十分に狭い周波数間隔 $\Delta f = f_2 - f_1$ に設定されている。デジタルプリディスタータ20の出力信号 Y は、図11Bに示すように送信信号 S とパイロット信号 PL_1 、 PL_2 に前置歪処理をした前置歪成分 SD 、 PD_{3L} 、 PD_{3H} が生じている。ここでは、3次の歪成分の例を示しているが、例えばパイロット信号 PL_1 、 PL_2 の5次の歪成分としては PD_{3H} より Δf 高い成分と PD_{3L} より Δf 低い成分が生成されるが、図示してない。7次の歪成分は5次の歪成分の更に Δf 外側に生成されるがここでは示していない。

【0024】

電力増幅器37の入力信号は、図11Cに示すようにデジタルプリディスタータ20の出力信号 Y を周波数変換部33にてキャリア周波数 f_c だけアップコンバートした信号である。このとき、デジタルプリディスタータ20で生成した前置歪成分は送信系統全体で歪補償を行うように設定される。従って、電力増幅器37の入力信号の前置歪成分とデジタルプリディスタータ20の出力信号の前置歪成分に相違があってもよい。しかし送信系統の相互変調歪のほとんどは最終段の電力増幅器37で生じるため、その差はわずかである。図11Dに示すように電力増幅器37の出力信号はデジタルプリディスタータ20による前置歪処理によって歪が抑圧された、即ち補償された信号となる。

【0025】

歪成分を含むパイロット信号成分は、方向性結合器38Aと帯域通過フィルタ38Bにより抽出され、ミキサ41で局部発振器33Aからの局部発振信号と混

合されダウンコンバートされる。図 11E に示す制御部 50 の入力信号はダウンコンバートされた信号をアナログデジタル変換器 44 でデジタル化した信号である。電力増幅器 37 の出力にて例えば 3 次歪成分の歪補償が不十分な場合、トーン信号の 3 次歪成分 P_{D3H} , P_{D3L} が無視できない程度に残る。制御部 50 において 3 次歪成分抽出用帯域通過フィルタ 51A により一方の 3 次歪成分、ここでは P_{D3H} を抽出する。制御器 52A は抽出されたトーン信号を用いて電力増幅器 37 の出力が所定の帯域外漏洩電力比を達成する歪補償量となるまで 3 次歪信号発生器 22A の出力の位相と振幅を可変位相器 23A と可変利得器 24A により制御する。

【0026】

フィルタ用制御器 53A は歪検出器 51A から検出されたパイロット信号の下側及び上側帯域の 3 次歪が与えられ、これに基づいて対応する周波数特性補償器 28A に対する係数を制御して電力増幅器 37 の送信帯域での相互変調歪の周波数特性を打ち消す（平坦化する）。例えば、上側と下側の歪成分の検出値を線形補間することで周波数特性をモニタ値から推定することができるので、周波数特性補償器 28A を構成する FIR フィルタまたは FFT は線形補間された数値を各乗算係数に設定する。以後、所定の歪抑圧量対周波数特性を達成するまで、乗算器の係数を調整する。制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

【0027】

第 5 実施例

図 12 は、図 10 の第 4 実施例においてパイロット信号として 2 つのトーン信号を使用する代わりに 1 つの変調信号を使用する場合の実施例を示す。この実施例はパイロット信号発生器 12 としての変調信号発生器により発生されたパイロット信号 PL としてのデジタル変調信号を加算器 15 に与えるように構成した以外は図 10 の実施例の構成と同様である。動作についても第 4 実施例と同一である。

【0028】

図 13 に上記第 5 実施例に関するパイロット信号 PL の注入と抽出方法についてスペクトルを用いて示す。行 A と B はデジタルプリディストータ 20 への入力

信号Xと出力信号Yのスペクトル、行CとDは電力増幅器37の入力信号と出力信号のスペクトル、行Eは制御部50への入力信号のスペクトルをそれぞれ模式的に示す。第2実施例のパイロット信号PLが変調信号であることを除けば、第4実施例で説明した図11のスペクトルと同一である。パイロット信号PLは帯域幅を有する変調信号であり、デジタルプリディストータ20により歪を受けてPDで示すように両側にスペクトルが広がっている。トーン信号のパイロット信号PL₁、PL₂と比べて第2実施例のパイロット信号PLは、受信機において誤り訂正処理などの復号回路によって検出感度を高められる。パイロット信号に拡散符号を適用すれば、受信機の最低受信感度以下のパイロット信号を抽出できる利点がある。

【0029】

第6実施例

図14に第6実施例を示す。第6実施例は、パイロット信号と送信信号に対しそれぞれ別々にプリディストータ20₁、20₂、デジタルアナログ変換器31₁、31₂、及び低域通過フィルタ32₁、32₂を用いる点で図10及び12の実施例と異なる。各デジタルプリディストータ20₁、20₂とそれらに対する制御部50の構成は、図10及び12で示した第4及び第5実施例と同様である。

【0030】

この第6実施例では、第2デジタルプリディストータ20₂の出力を送信信号Sと異なる帯域に周波数変換するために、局部発振器34Aとミキサ34Bと帯域通過フィルタ34Cからなるアップコンバータ34を新たに備えている。この実施例は、送信信号の広帯域化に対応する。第4及び第5実施例は、前置歪処理とパイロット信号の生成及び注入処理とデジタル信号処理の演算量を少なく構成できる特徴があるが、送信信号の広帯域化によりデジタルアナログ変換器31の能力が不足する可能性がある。また、パイロット信号は送信信号Sと異なる帯域に注入されるため、送信信号の帯域幅以上の信号帯域幅をデジタルアナログ変換できる能力がデジタルアナログ変換器31に要求される。この点に関して、第6実施例は送信信号とパイロット信号をそれぞれ異なるデジタルプリディストータ20₁、20₂とデジタルアナログ変換器31₁、31₂を用いる。このよう

に独立したデジタルアナログ変換系統により、送信信号の広帯域化またはオーバーサンプリング数の増加などの信号変換をより柔軟に行うことができる。第1及び第2 デジタルプリディストータ20₁, 20₂はデジタルプリディストータ用制御部50にて同期して各奇数次の係数を補正する。

【0031】

第7実施例

図15に第7実施例を示す。第7実施例は図14に示した第6実施例におけるパイロット信号発生器12を図12の変調信号を発生するパイロット信号発生器12にしたものである。動作についても第6実施例と同一である。トーン信号のパイロット信号と比べて第7実施例のパイロット信号は、受信機において誤り訂正処理などの復号回路によって検出感度を高められる。パイロット信号に拡散符号を適用すれば、受信機の最低受信感度以下のパイロット信号を抽出できる。

【0032】

図14及び15に示した第6及び第7実施例では第1及び第2 デジタルプリディストータ20₁, 20₂を1つにしてもよい。その場合には、送信信号とパイロット信号の帯域が異なることを利用して図16に示すようにデジタルプリディストータ20の出力にて送信信号とパイロット信号を分離する信号処理を行う帯域セパレータ30が設けられ、それによって分離された送信信号Sとパイロット信号PLをそれぞれの系統で図14及び15と同様に処理する。

図17は、図14、15及び16の実施例及びそれらの変形実施例におけるデジタルプリディストータ用制御部50のパイロット信号の検出感度をより高める構成例を示す。ただし、パイロット信号発生器12として図10に示した2波のトーン信号を合成してパイロット信号として出力するものを使用する。また、図17は3次歪成分のみに関する実施例である。

【0033】

このデジタルプリディストータ用制御部50は、3次歪成分抽出部50Aと3次歪成分用制御器52Aとから構成されている。3次歪成分抽出部50Aは基本波経路を形成する遅延用メモリ1A11、可変位相器1A12、可変利得器1A13と、5次歪発生経路を形成する5次歪発生器1A21、可変位相器1A22、可変利得器1A23と

、7次歪発生経路を形成する7次歪発生器1A31、可変位相器1A32、可変利得器1A33と、減算器1A14, 1A24, 1A34とから構成されている。

パイロット信号発生器12から与えられたパイロット信号成分から、基本波経路と、5次歪発生経路と、7次歪発生経路にてそれぞれ遅延基本波成分、5次歪成分及び7次歪成分を生成する。パイロット信号検出部40により検出されたパイロット信号成分から、減算器1A14, 1A24, 1A34によりそれぞれパイロット信号の遅延基本波成分と5次歪成分と7次歪成分を順次減算処理を行うことにより、3次歪成分が残り、この3次歪成分が3次歪成分用制御器52Aに与えられる。3次歪成分用制御器52Aは、与えられた3次歪成分に基づいて図10における制御器52Aと同様にデジタルプリディストータ20の可変位相器23A及び可変利得器24Aを制御する。

【0034】

減算処理後に遅延基本波成分、5次歪成分、7次歪成分の各残留成分を少なくするために、図17の制御部50では可変位相器1A12, 1A22, 1A32と可変利得器1A13, 1A23, 1A33により各成分の位相と振幅の調整を行う。これらの調整は、図17の制御部50の構成をデジタル信号処理にて実現することで経年変化または温度変化などによる電気的特性の変化がないことから、装置の初期設定時に行うだけでよい。図12の制御部50と同様の構成により、5次または7などの各奇数次成分を抽出することが可能である。パイロット信号が変調信号の場合でも同様である。

上述の各実施例において各周波数特性補償器を構成するFIRフィルタの代わりにIIRフィルタ (infinite impulse response フィルタ) を使用してもよい。

【0035】

【発明の効果】

以上説明したように、この発明によれば、べき級数かデジタルプリディストータの歪発生器の入力側に第1周波数特性補償器を設けることにより、増幅器のゲート側整合回路の周波数特性を補償することができるので、電力増幅器の動作帯域において前置歪による増幅器の歪を打ち消すことができる。更に歪発生器の出力側に第2周波数特性補償器を挿入することにより増幅器のドレイン側整合回路

の周波数特性を補償することができるので、一層、前置歪による打ち消し効果を高めることができる。

その結果、(1)線形電力増幅器の小型化、経済化、構成の簡素化(2)電力増幅器の高効率増幅による低消費電力化に効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

電力増幅器の利得及び位相の周波数特性の例を示すグラフ。

【図 2】

F E T の等価回路を示す図。

【図 3】

F E T により構成された増幅器の等価回路を示す図。

【図 4】

この発明の原理的構成を示すブロック図。

【図 5】

この発明の原理的構成を示す他の例を示すブロック図。

【図 6】

この発明の動作を説明するための図であり、A は電力増幅器の周波数特性を示し、B は送信信号のスペクトルの例を示し、C は電力増幅器による増幅された送信信号と発生された歪のスペクトルを示し、D は周波数特性補償器により設定する特性を示し、E は周波数特性補償を受けた入力信号のスペクトルを示し、F は周波数特性補償を受けた送信信号から歪発生器により生成された歪のスペクトルを示し、G は送信信号と前置歪のスペクトルを示し、F は歪がキャンセルされた電力増幅器出力のスペクトルを示す。

【図 7】

この発明による第 1 実施例の線形電力増幅器のブロック図。

【図 8】

この発明による第 2 実施例の線形電力増幅器のブロック図。

【図 9】

この発明による第 3 実施例の線形電力増幅器のブロック図。

【図 1 0】

この発明による第 4 実施例の線形電量増幅器のブロック図。

【図 1 1】

図 1 0 の実施例の動作を説明するためのスペクトル図。

【図 1 2】

この発明による第 5 実施例の線形電力増幅器のブロック図。

【図 1 3】

図 1 2 の実施例の動作を説明するためのスペクトル図。

【図 1 4】

この発明による第 6 実施例の線形電力増幅器のブロック図。

【図 1 5】

この発明による第 7 実施例の線形電力増幅器のブロック図。

【図 1 6】

図 1 5 の変形実施例を示すブロック図。

【図 1 7】

図 1 4, 1 5 及び 1 6 におけるデジタルプリディストータ用制御部 5 0 の変形実施例を説明するためのブロック図。

【書類名】 図面

【図 1】

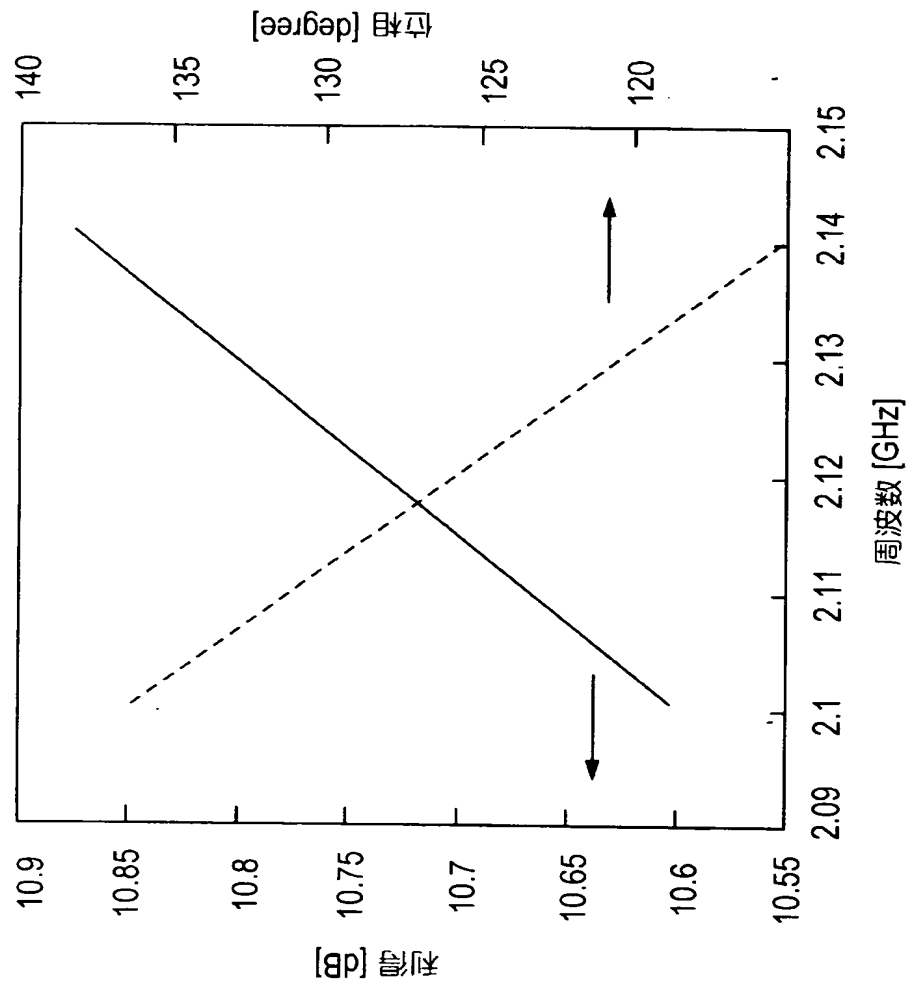


図 1

【図 2】

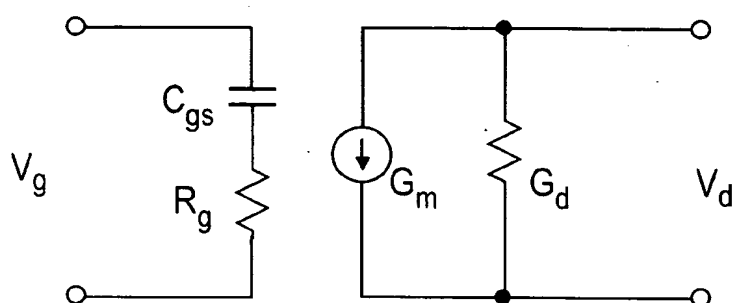


図 2

【図 3】

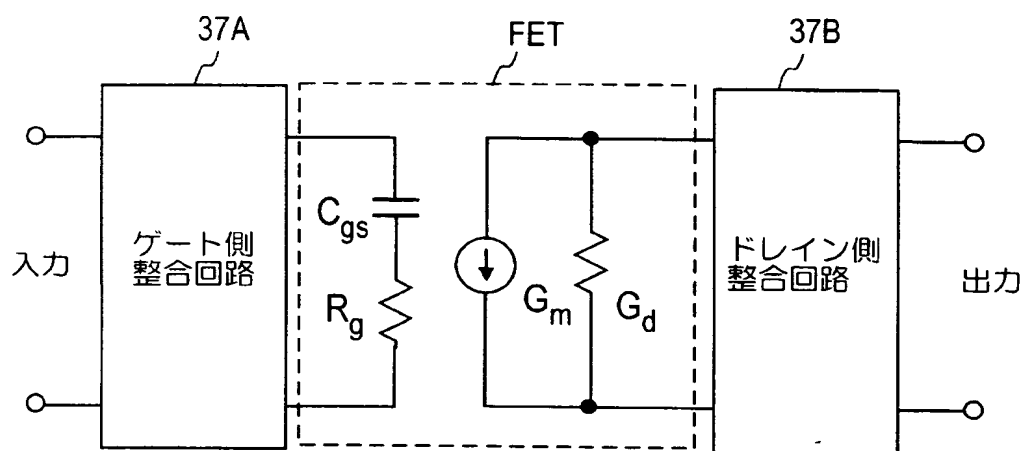


図 3

【図 4】

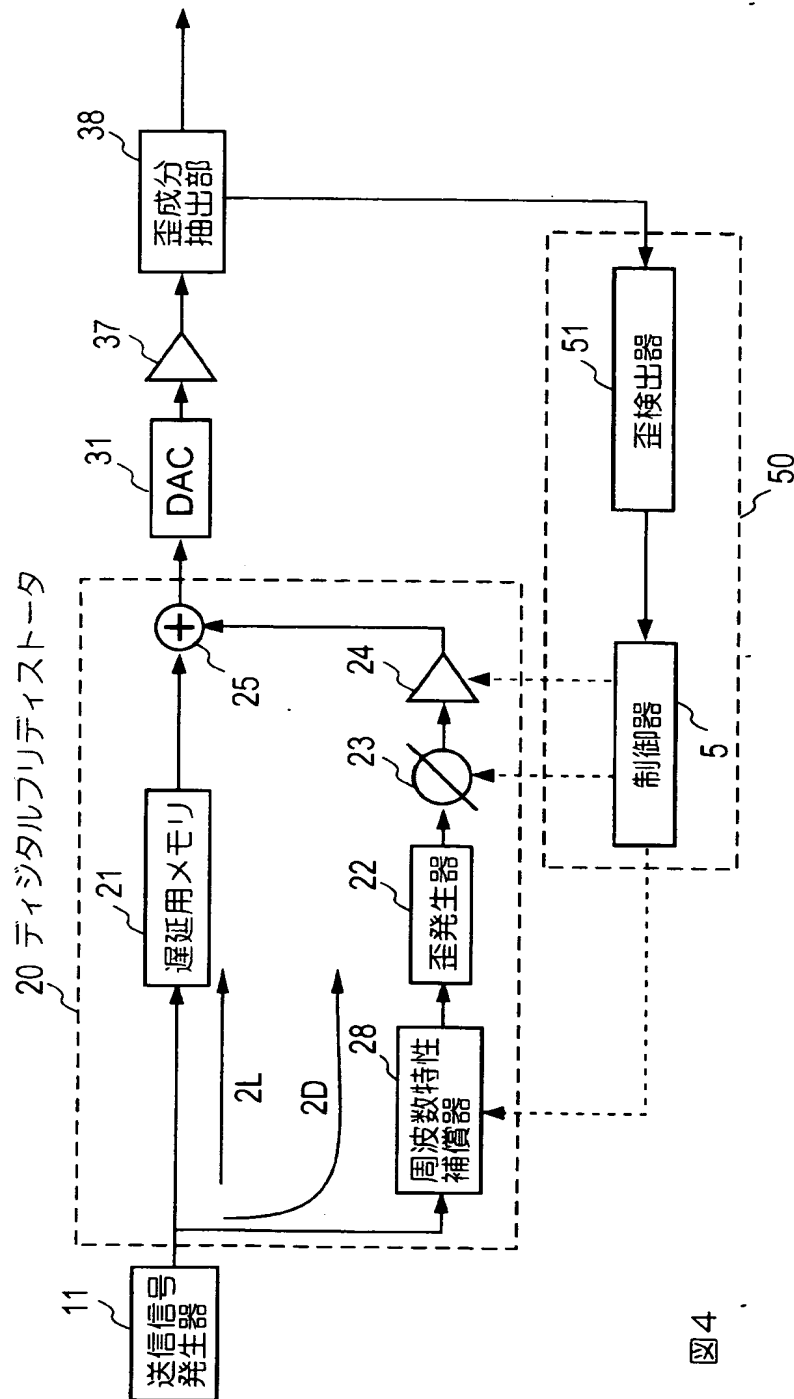


図 4

【図 5】

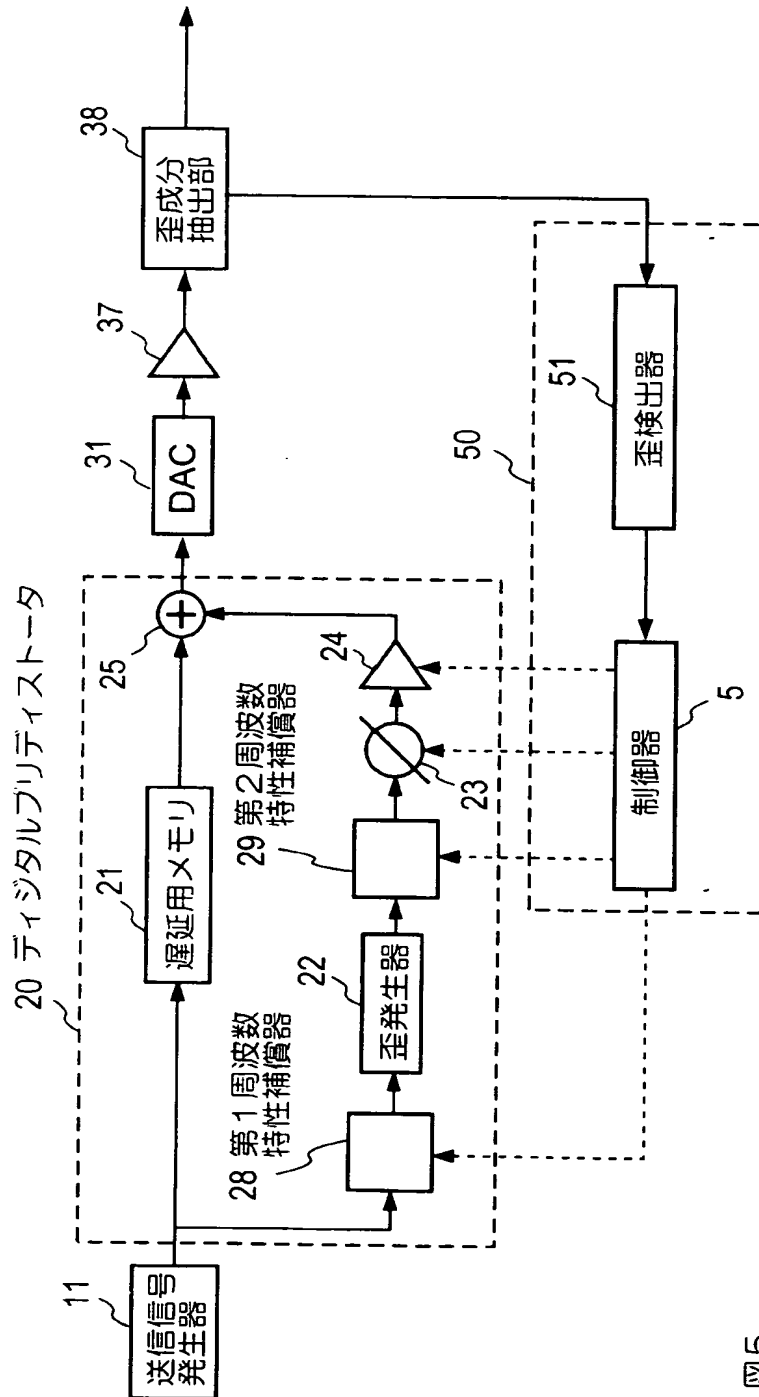


図5

【図 6】

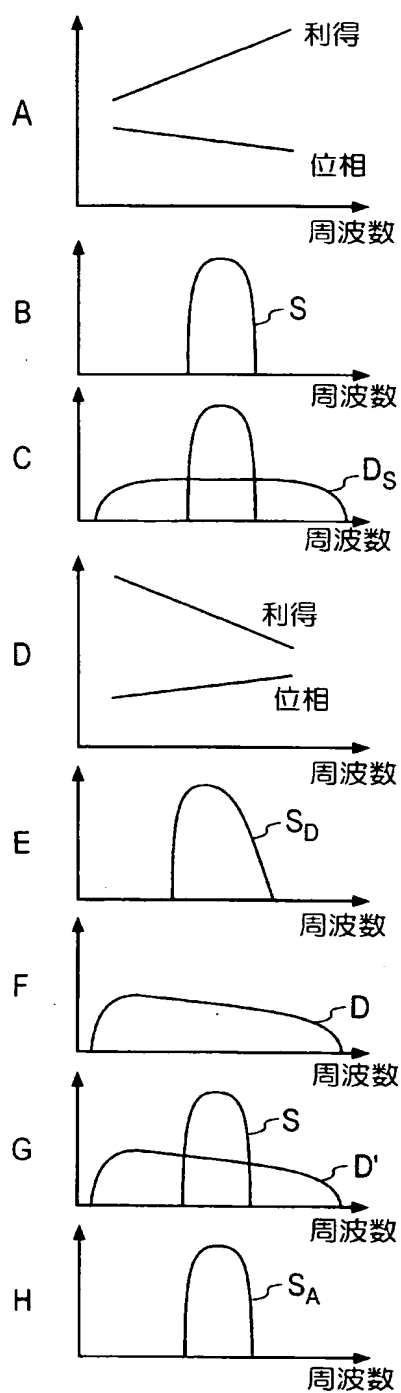
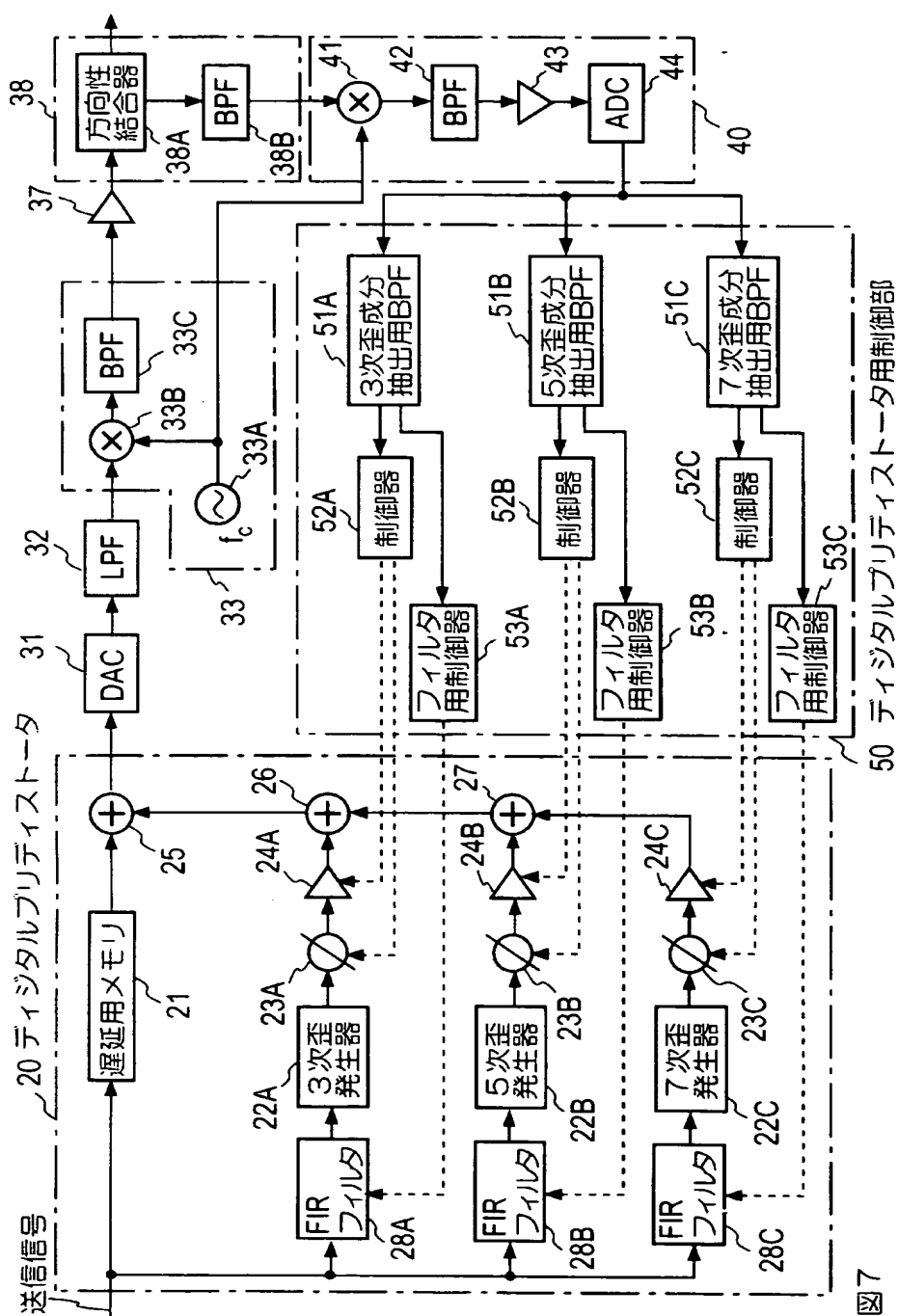
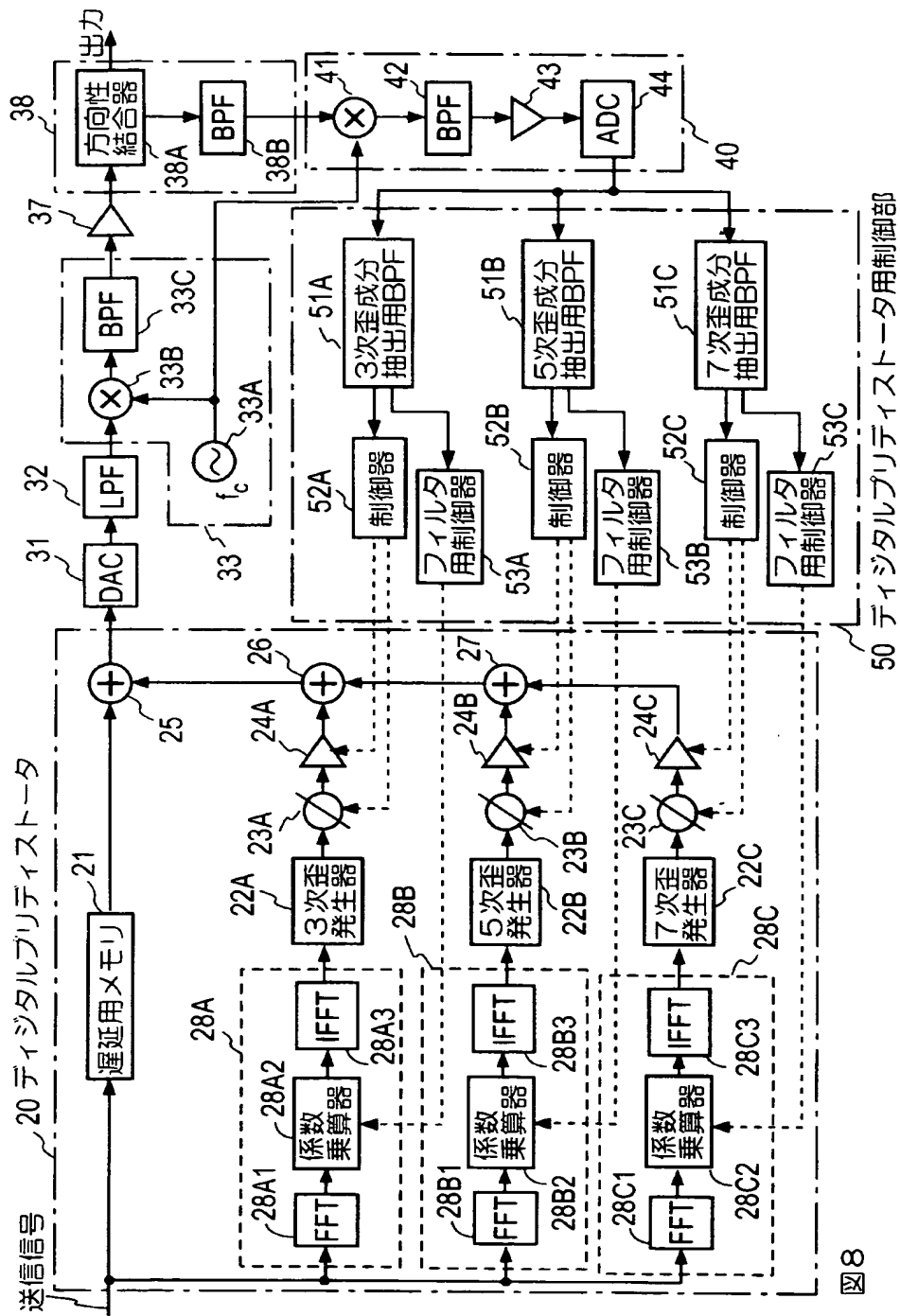


図 6

【图 7】



【図 8】



【図 9】

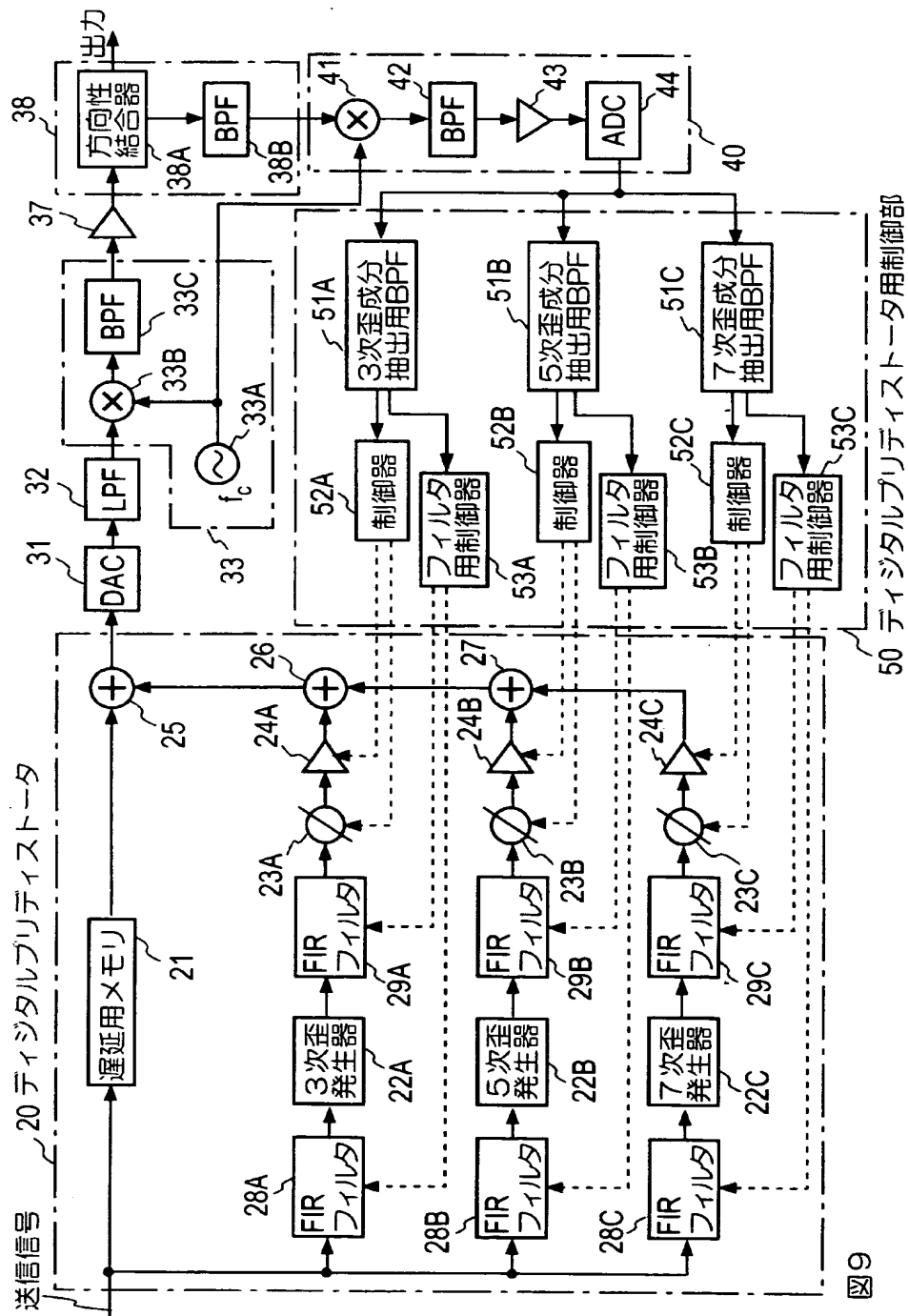


図9

【図10】

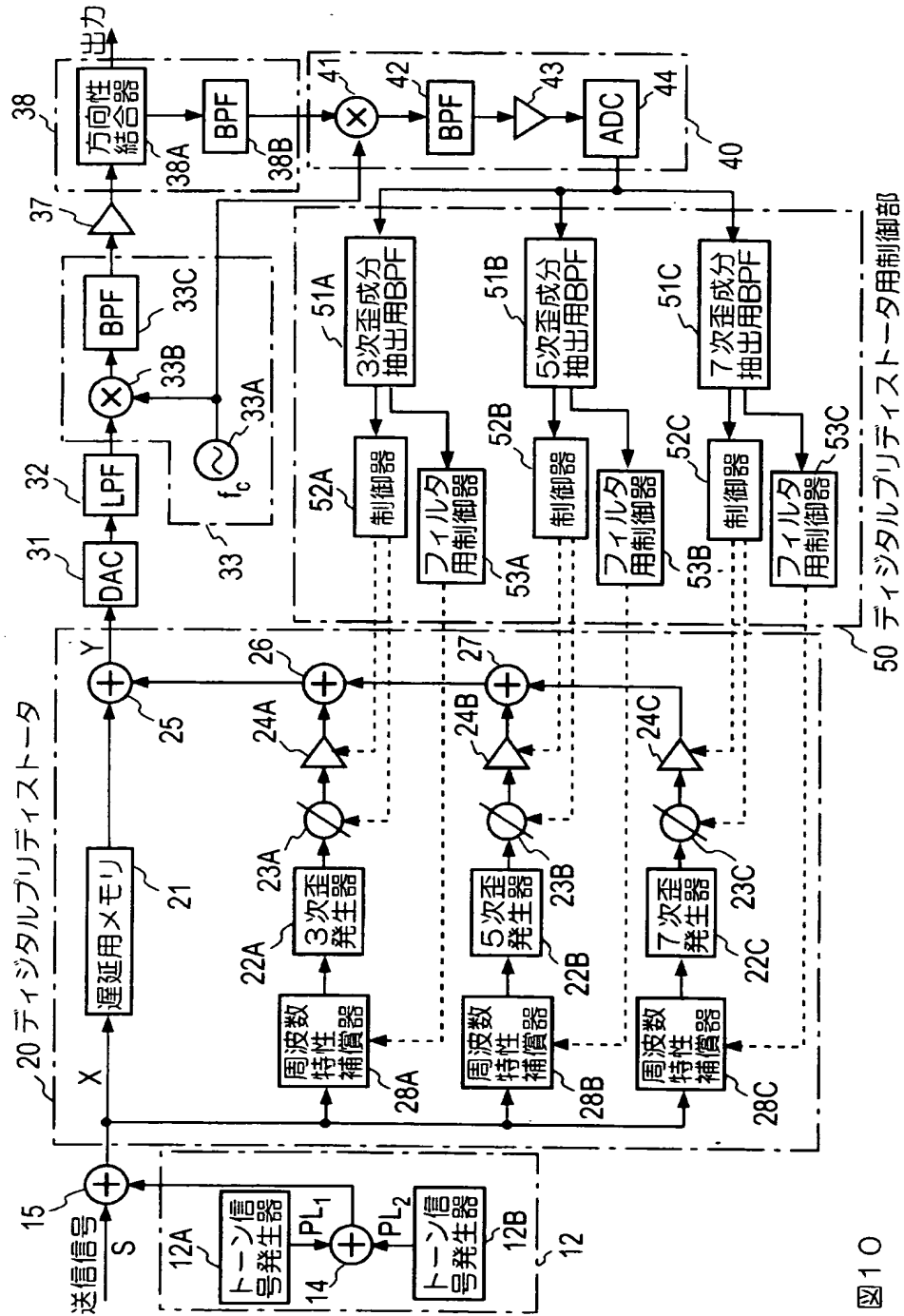


図10

【図 11】

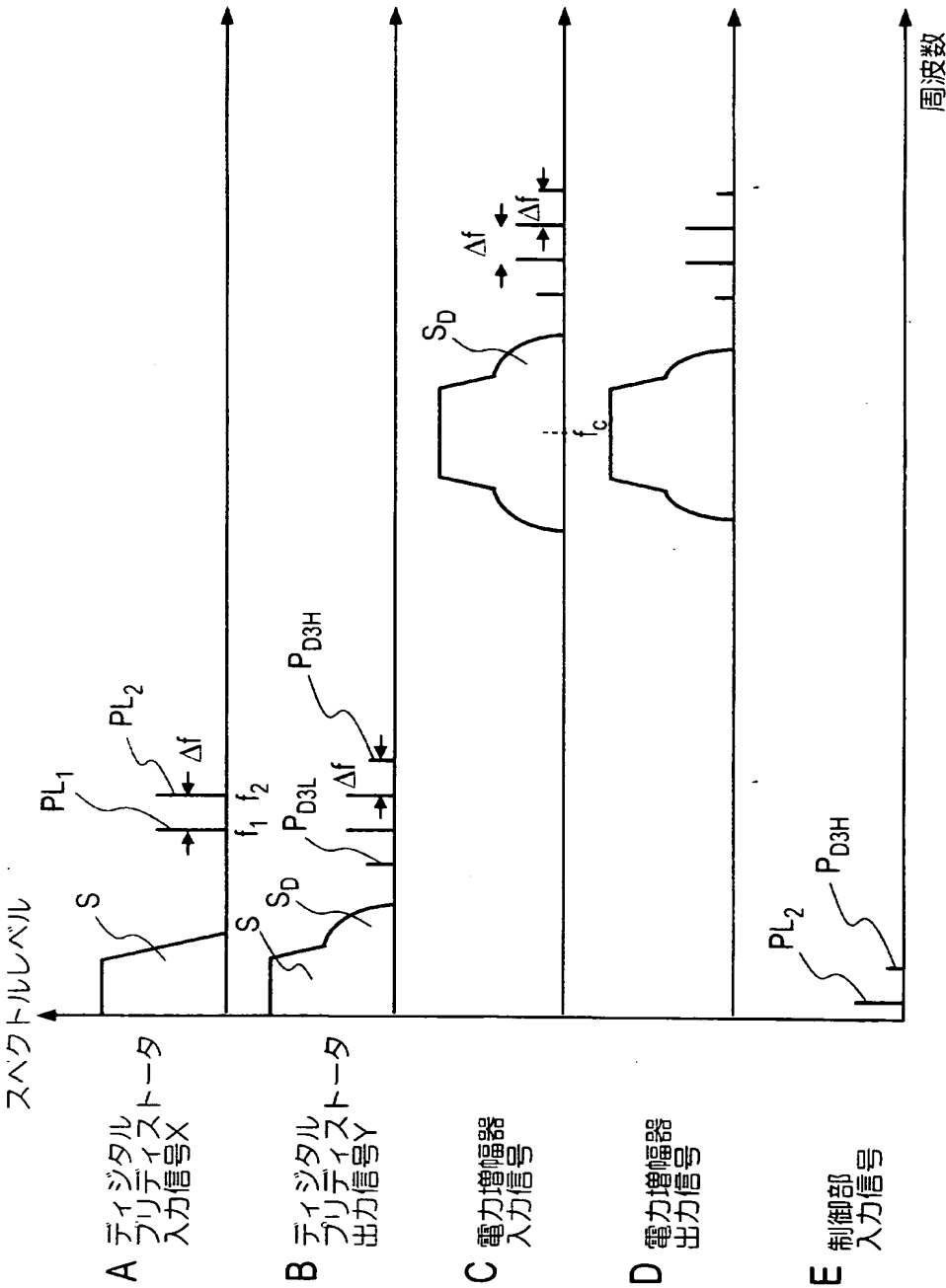


図 11

【図 12】

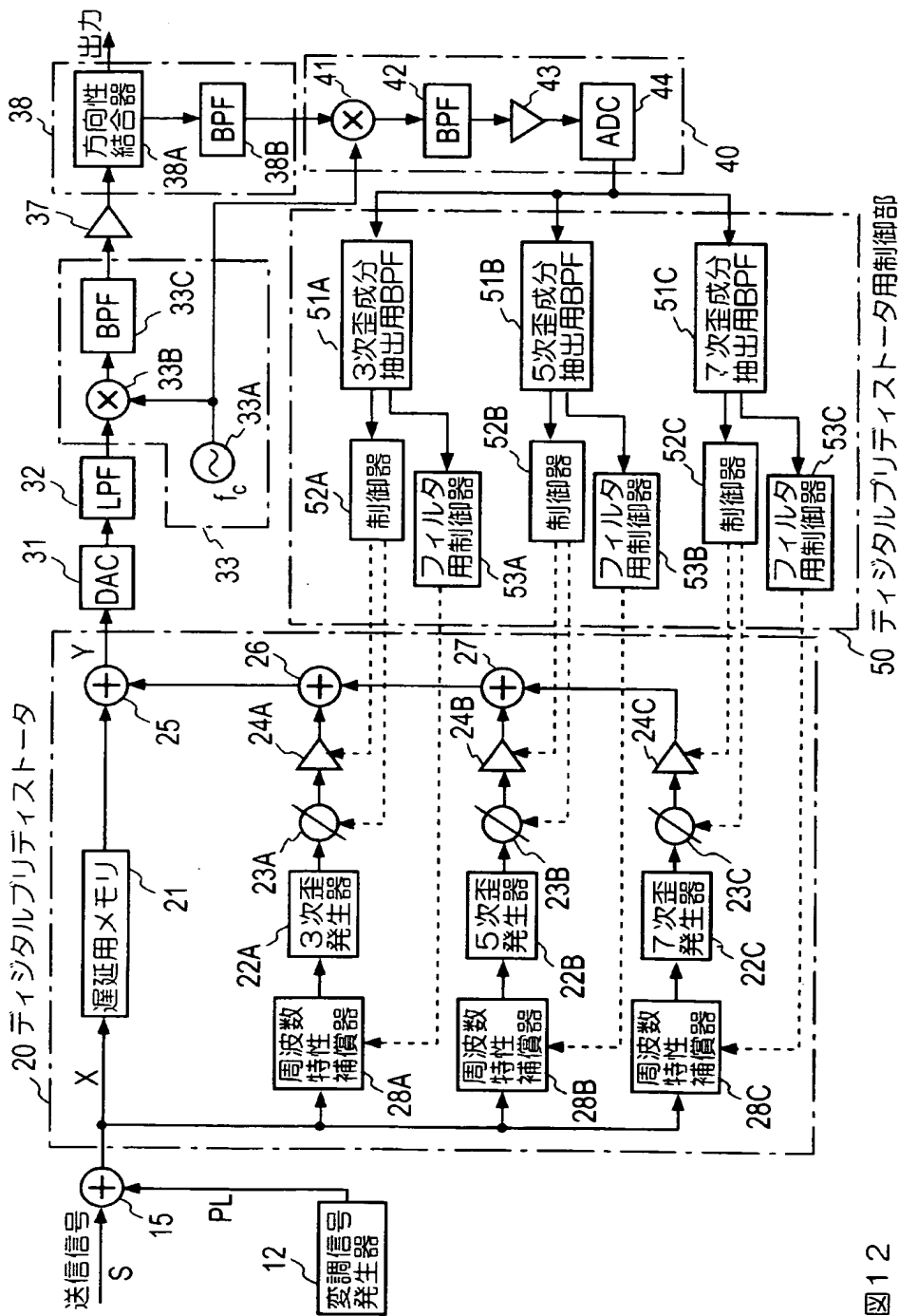


図 12

【図13】

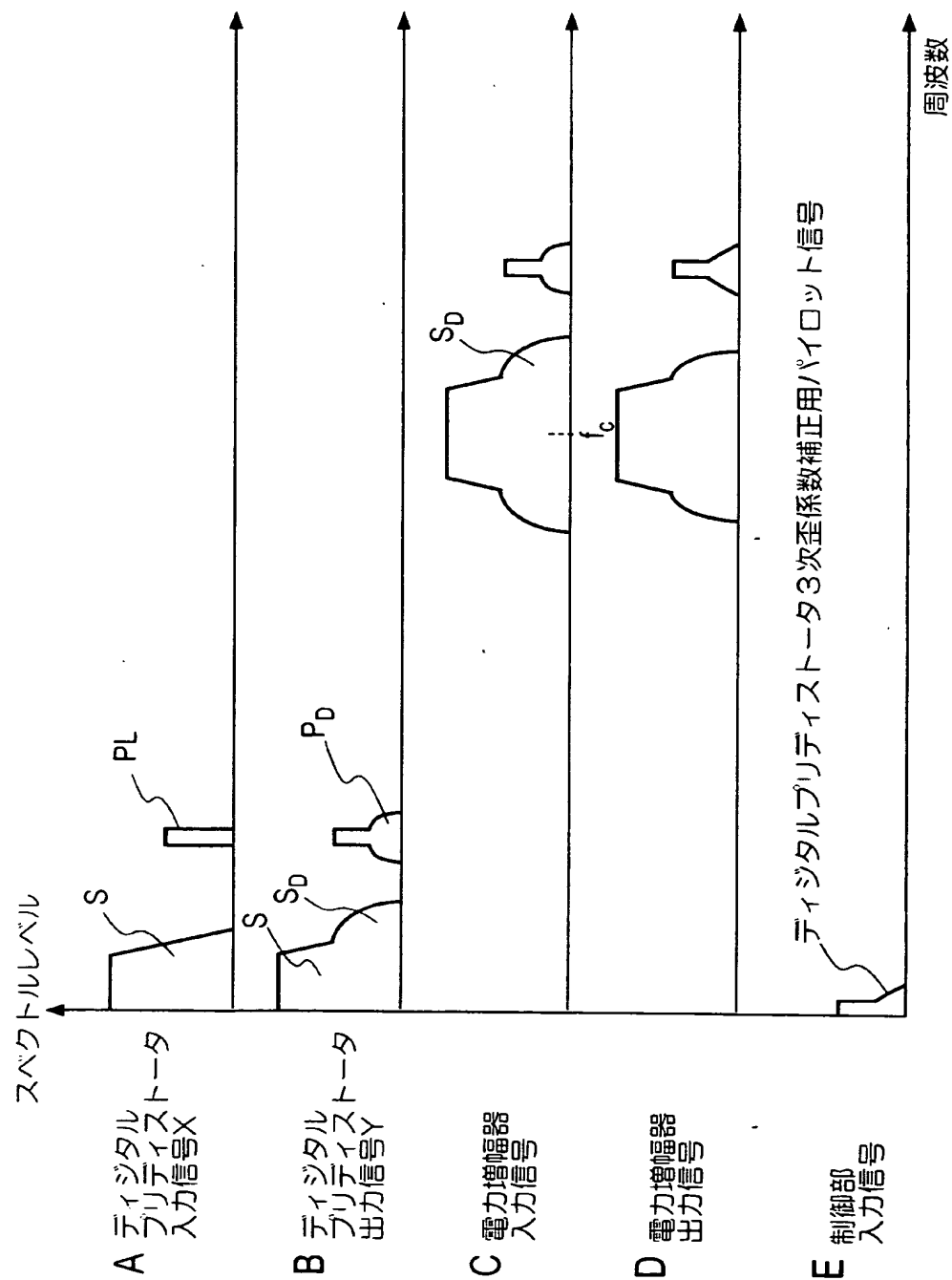


図13

【図 14】

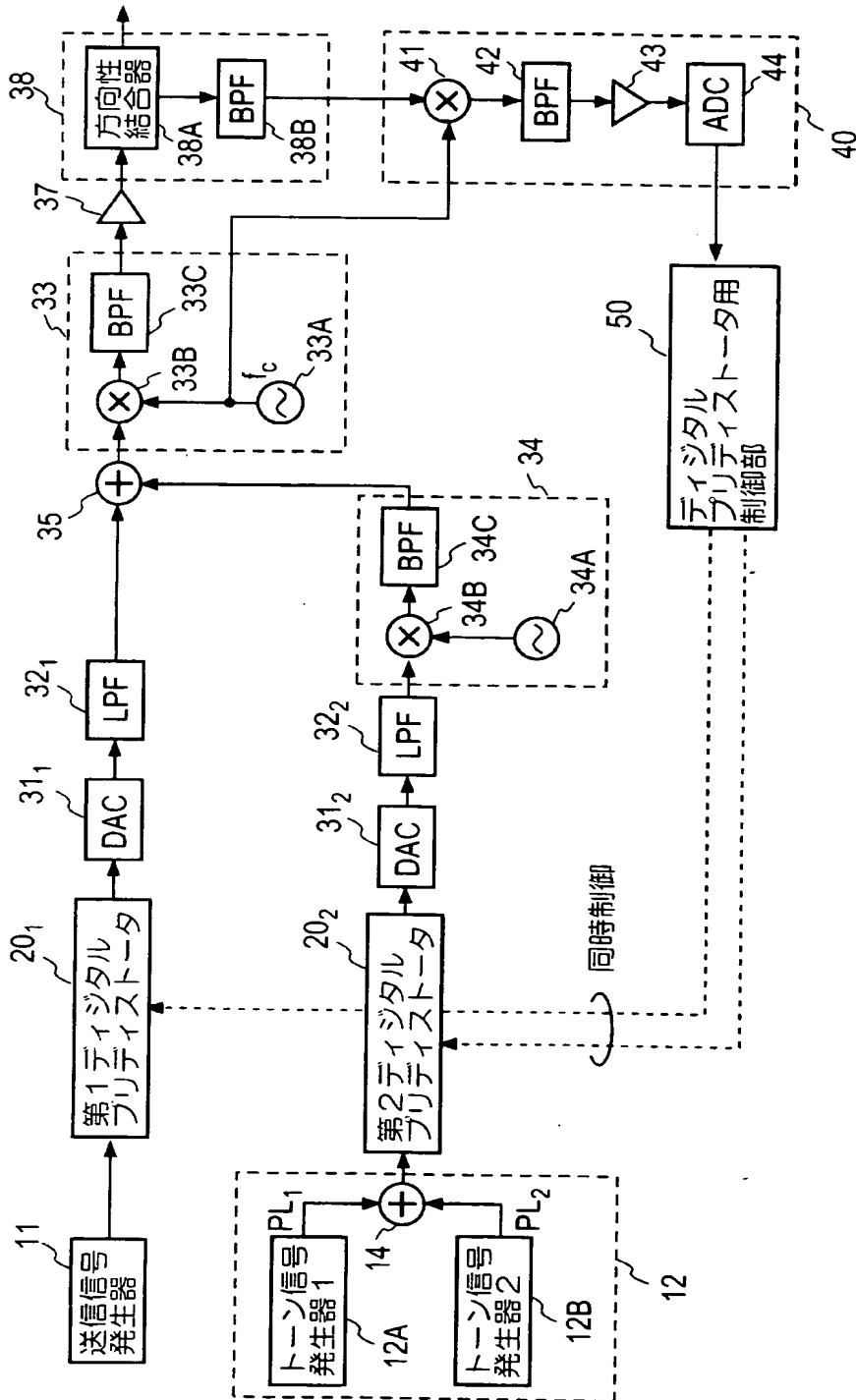


図 14

【図 15】

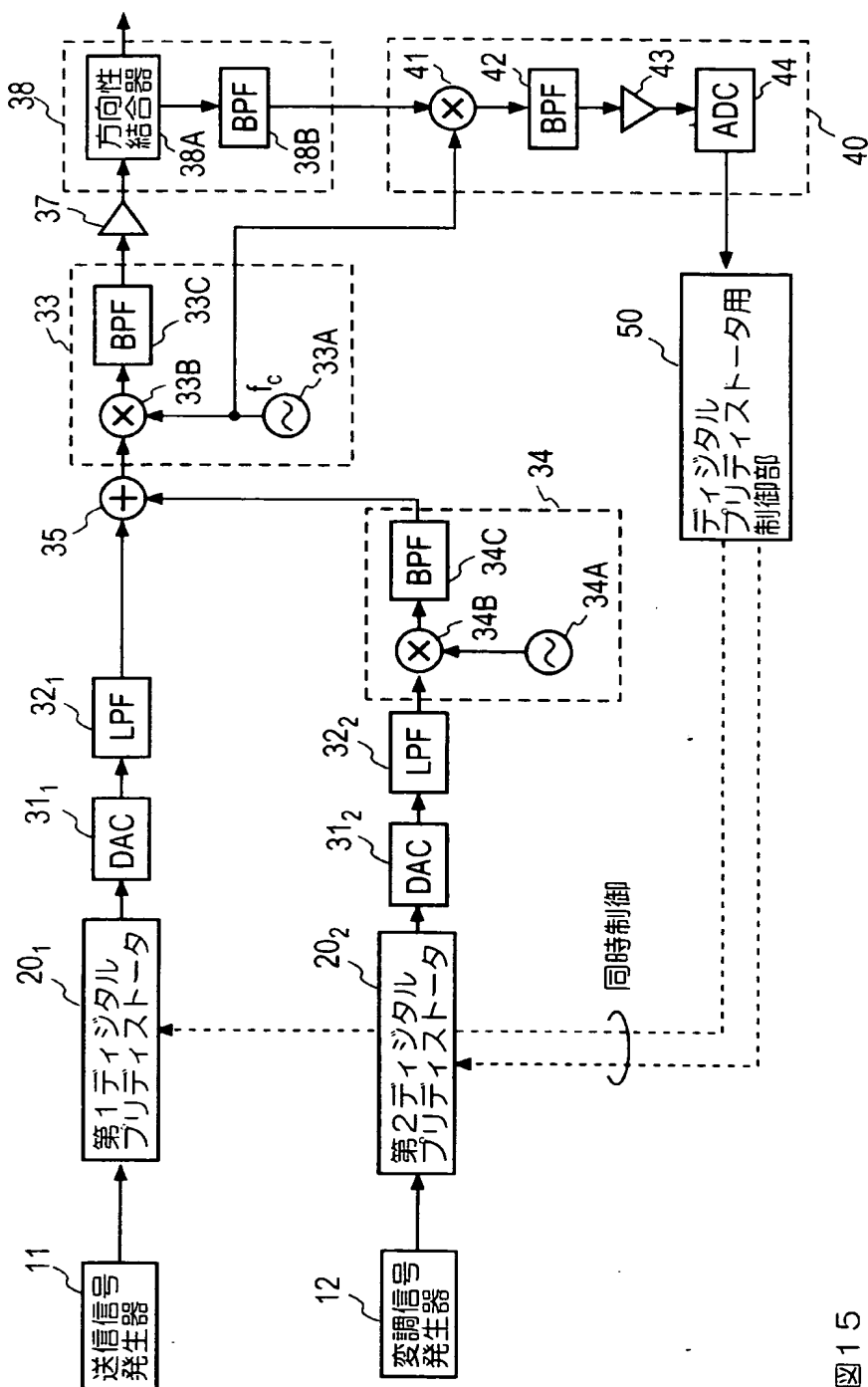


図15

【図 16】

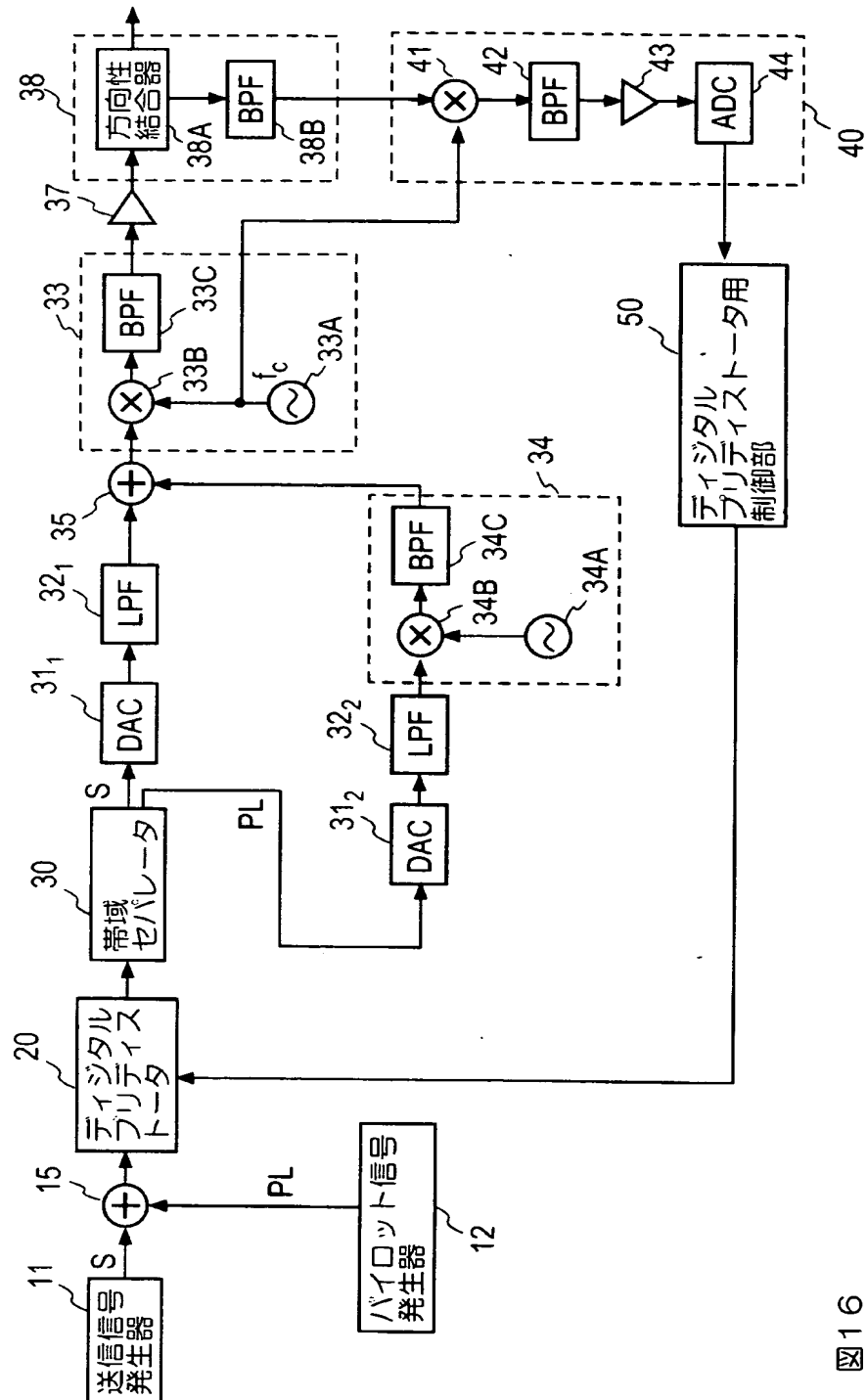


図16

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 電力増幅器の相互変調歪の周波数特性を補償する。

【解決手段】 べき級数型デジタルプリディストータを使用した線形電力増幅器において、デジタルプリディストータ 20 の歪発生器 22 の入力側に周波数特性補償器 28 を設け、デジタルプリディストータ 20 からの前置歪が付加されたデジタル出力をアナログ信号に変換し、電力増幅器 37 で増幅し、その電力増幅器 37 の出力から歪成分抽出部 38 で抽出した歪成分をダウンコンバートし、デジタル信号に変換して歪検出器 51 により奇数次歪を検出する。検出した奇数次歪に基づいて歪発生経路の位相、振幅を制御するとともに、プリディストータの周波数特性補償器の係数を制御する。

【選択図】 図 4

特願 2 0 0 3 - 0 2 9 9 9 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[3 9 2 0 2 6 6 9 3]

1. 変更年月日
[変更理由]

2 0 0 0 年 5 月 1 9 日

名称変更

住所変更

住 所
氏 名

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ